

SPECIFICATION

TO ALL WHOM IT MAY CONCERN:

BE IT KNOWN that we, MASAHIRO ISHIDA a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan, TAKAHIRO YAMAGUCHI a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan and MANI SOMA a subject of U.S.A. residing at Seattle, WA U.S.A. have invented certain new and useful improvements in

"APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING JITTER"

and we do hereby declare that the following is a full, clear and exact description of the same; reference being had to the accompanying drawings and the numerals of reference marked thereon, which form a part of this specification.

TOP SECRET

ジッタ測定装置およびジッタ測定方法

APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING JITTER

発明の背景

この発明は、例えばマイクロプロセッサのクロックのジッタ、その他の周期性信号のジッタの測定に適用され、特に周期ジッタの測定装置及び方法に関する。

従来周期ジッタ (period jitter) の測定には、タイムインターバル・アナライザ (Time Interval Analyzer) やオシロスコープ (oscilloscope) が用いられている。これらはゼロクロス方式 (Zero-crossing Method) と呼ばれ、図 1 に示すように例えば被試験 PLL (Phase-Locked Loop) 11 からのクロック信号 (被測定信号) $x(t)$ がタイムインターバルアナライザ 12 へ供給される。被測定信号 $x(t)$ は 1 つの立上りに対し次の立上りが点線のように揺らぎ、両立上りの間隔 T_p 、つまり周期が揺らぐ。ゼロクロス方式は被測定信号のゼロクロス間の時間間隔 (周期 (period)) を測定し、周期の揺らぎ (fluctuation) をヒストグラム解析 (histogram analysis) により測定する。そのヒストグラムが、例えば図 2 に示すようにタイムインターバルアナライザ 12 に表示される。タイムインターバルアナライザについては、例えば D.Chu, "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements" IEEE Spectrum, pp.28-32, 1988. J.Wilstrup, "A Method of Serial Data Jitter Analysis Using One-Shot Time Interval Measurements", Proceedings of IEEE International Test Conference, pp.819-823, 1998. に記載されている。

Tektronix 社や LeCroy 社は、近年、補間法 (Interpolation method) を用いてジッタ測定を行なえるデジタルオシロスコープを提供している。この補間法を用いたジッタ測定方法 (補間ベース・ジッタ測定方法 (interpolation-based jitter measurement method)) は、サンプリングされた被測定信号の測定データのうち信号値がゼロクロスに近いデータ間を補間し、ゼロクロスのタイミングを推定する。即ち、データ補間によりゼロクロス間の時間間隔 (周期) を小さな誤差で推定し、周期の揺らぎを推定する。

つまり図 3 に示すように、被試験 PLL 11 からの被測定信号 $x(t)$ はデジ

タルオシロスコープ 14 へ入力される。デジタルオシロスコープ 14 内で図 4 に示すように入力された被測定信号 $x(t)$ はアナログデジタル変換器 15 でデジタルデータ列に変換され、このデジタルデータ列は補間器 16 でそのデジタルデータ列中の信号値がゼロクロスに近いデータ間にデータ補間が行われ、そのデータ補間されたデジタルデータ列について、周期推定器 17 でゼロクロス間の時間間隔が測定され、その測定値のヒストグラムがヒストグラム推定器 18 に表示され、また、測定された時間間隔の揺らぎの自乗平均値及びピークツウピーク値が RMS & Peak-to-Peak Detector 19 で求められる。例えば被測定信号 $x(t)$ が図 5 A に示す波形の場合に、その周期ジッタが図 5 B に示すように測定される。

これに対し、この発明者らは、T.J.Yamaguchi, M.Soma, M.Ishida, T.Watanabe, and T.Ohmi, “Extraction of Peak-to-Peak and RMS Sinusoidal Jitter Using an Analytic Signal Method,” Proceedings of 18th IEEE VLSI Test Symposium, pp.395-402, 2000. で以下に述べるジッタ測定方法を提案した。即ち図 6 に示すように、被試験 PLL (Phase locked loop) 回路 11 からアナログのクロック波形がアナログデジタル変換器 22 でデジタルのクロック信号 $x_c(t)$ に変換され、解析信号変換手段としてのヒルベルト変換対発生器 23 へ供給されて複素数の解析信号 $z_c(t)$ に変換される。

ヒルベルト変換対発生器 23 内において、クロック信号 $x_c(t)$ の基本周波数付近の信号成分が図に示していない帯域通過フィルタにより取出されてヒルベルト変換器 25 に入力され、ヒルベルト変換される。このヒルベルト変換されないものとヒルベルト変換されたものをそれぞれ複素数の実数部と虚数部とする解析信号 $z_c(t)$ がヒルベルト変換対発生器 23 から得られる。

この解析信号 $z_c(t)$ から瞬時位相推定器 26 でクロック信号 $x_c(t)$ の瞬時位相 $\theta(t)$ が推定される。この瞬時位相 $\theta(t)$ はリニア位相除去器 27 でリニア位相が除去されて瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ が得られる。

この瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ がゼロクロスサンプラ 28 でサンプリングされ、タイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ としてピークツウピーク検出器 32 に入力され、 $\Delta\phi[n]$ ($=\Delta\phi(nT)$) の最大ピーク値 $\max(\Delta\phi[k])$ と、最小ピーク値 $\min(\Delta\phi[k])$ との差をとることによりタイミングジッタのピーク値 (ピ

ークツウピーク値) $\Delta\phi_{pp}$ が求められる。

$$\Delta\phi_{pp} = \max_k(\Delta\phi[k]) - \min_k(\Delta\phi[k])$$

またタイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ が 2 乗平均検出器 3.3 にも入力され、次式の 2 乗平均 (RMS)

$$\Delta\phi_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2[k]}$$

が演算され、タイミングジッタの 2 乗平均値 $\Delta\phi_{RMS}$ が求まる。

このようにしてタイミングジッタのピーク値 (ピークツウピーク値)、タイミングジッタの 2 乗平均値を、瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ から求める方法を $\Delta\phi$ 法と呼ぶ。

この $\Delta\phi$ 法によればタイミングジッタを高速にしかも比較的高い精度で測定することができる。

タイムインターバル・アナライザ方式のジッタ測定法は、1 回の周期測定の後、測定をおこなえないデッド時間 (dead-time) があるため、ヒストグラム解析に必要なデータ数を獲得するのに時間がかかるという問題がある。

また、広帯域のオシロスコープと補間法を組み合わせたジッタ測定法は、ジッタ値を過大評価 (overestimation) するという問題がある。つまり、ジッタ測定値がゼロクロス法と互換性をもたない。例えば、400 MHz のクロック信号に対するタイムインターバル・アナライザによるジッタ測定結果と補間法によるジッタ測定結果をそれぞれ図 7 A と図 7 B に比較して示す。これよりタイムインターバル・アナライザによる測定値 7.72 ps (RMS) に対して、補間法による測定値は 8.47 ps (RMS) であり、ジッタ値を過大評価している。また、補間法によるジッタ測定法は、測定時間が大である。

また、従来の $\Delta\phi$ 法は、被測定信号のゼロクロス点を、各ゼロクロス点にもっとも近いサンプリング点で近似している (この点を近似ゼロクロス点 (adaptive zero-crossing points approximation) と呼ぶ) ため、信号離散化における過剰標本化比 (oversampling rate) が小のときジッタ測定における誤差が大となる可能性がある。

この発明の目的は、従来のタイムインターバル・アナライザ方式と互換性があるジッタ値をより短い時間で推定できるジッタ測定装置とその方法を提供することにある。

発明の概要

この発明のジッタ測定装置は、被測定信号の各ゼロクロス点に近い標本点を近似ゼロクロス点として推定し、上記近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列を出力する位相誤差推定手段と、上記位相誤差データ系列から被測定信号の周期ジッタ系列を求める周期ジッタ推定手段と、を具備する。

この発明のジッタ測定装置は、上記周期ジッタ系列を入力とし、その差分系列を計算し、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列を出力するサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定手段を共に具備することが望ましい。

この発明のジッタ測定装置は被測定信号の所定の周波数成分を通過させて上記位相誤差推定手段へ供給する帯域通過フィルタ手段を含むことが好ましい。

また、この発明のジッタ測定装置は、ジッタ系列を入力とし、ジッタ系列から上記被測定信号のジッタ値を求めるジッタ検出手段を更に具備することが望ましい。

上記位相誤差推定手段は、上記帯域通過フィルタ手段を通過した信号が入力され、上記帯域制限された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データのみをリサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列を出力するゼロクロス・サンプリング手段と、上記近似ゼロクロス・データ系列が入力され、近似ゼロクロス・データから近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、上記ゼロクロス位相誤差データ系列を出力する位相誤差計算手段と、を具備することが望ましい。

上記位相誤差推定手段は、上記帯域通過フィルタ手段を通過した信号が入力され、上記帯域制限された信号を複素数の解析信号に変換して上記ゼロクロス・サンプリング手段へ供給する解析信号変換手段をさらに具備することが望ましい。

上記周期ジッタ推定手段は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列が入力され、上記近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔と上記ゼロクロス位相誤差

データから被測定信号の瞬時周期系列を求める瞬時周期推定手段と、各瞬時周期と上記被測定信号の基本周期の差を求め未補正周期ジッタ系列を出力する基本周期減算手段と、上記未補正周期ジッタ系列に上記被測定信号の基本周期とゼロクロス・サンプリング間隔の比を乗算することにより、上記未補正周期ジッタ系列値を補正する周期ジッタ系列補正手段と、を具備することが望ましい。

上記周期ジッタ推定手段は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列が入力され、上記近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから被測定信号の瞬時角周波数系列を求める瞬時角周波数推定手段と、上記瞬時角周波数系列と上記基本周期から周期ジッタ系列を求める周期ジッタ計算手段と、を具備することが望ましい。

上記帯域通過フィルタ手段は、上記被測定信号を周波数領域の信号に変換する周波数領域変換手段と、上記周波数領域変換手段の出力から上記被測定信号の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限処理手段と、上記帯域通過処理手段の出力を時間領域の信号に逆変換する時間領域変換手段とによって構成されることが望ましい。

上記ジッタ検出手段は、供給されたジッタ系列の最大値と最小値との差を求めるピーク・トゥ・ピーク検出手段、供給されたジッタ系列の二乗平均値（RMS値）を求めるRMS検出手段、供給されたジッタ系列のヒストグラムを求めるヒストグラム推定手段の1つ乃至複数である。

この発明によるジッタ測定方法は、被測定信号の各ゼロクロス点に近い標本点を近似ゼロクロス点として推定し、上記近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列を推定するステップと、上記位相誤差データ系列から被測定信号の周期ジッタ系列を求めるステップと、を有する。

また、この発明のジッタ測定方法は、上記周期ジッタ系列の差分系列を計算し、被測定信号のサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列を求めるステップを更に有することが望ましい。

この発明のジッタ測定方法は上記被測定信号の所定の周波数成分を通過させ被測定信号の帯域制限をおこなって上記ゼロクロス位相誤差データ系列を推定する

ステップに移るステップを更に含むことが望ましい。

この発明のジッタ測定方法は、ジッタ系列から上記被測定信号のジッタ値を求めるステップを含むことが望ましい。

上記位相誤差データ系列を推定するステップは、上記帯域制限された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データのみをサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列を推定するステップと、上記近似ゼロクロス・データ系列から各近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、ゼロクロス位相誤差データ系列を求めるステップと、を有することが望ましい。

上記位相誤差データ系列を推定するステップは、上記帯域制限された信号を複素数の解析信号に変換するステップと、変換された解析信号のゼロクロス・タイミングに近い解析信号波形データをサンプリングし、近似ゼロクロス複素データ系列を推定するステップと、上記近似ゼロクロス複素データ系列から各近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、ゼロクロス位相誤差データ系列を求めるステップと、を有することが望ましい。

上記周期ジッタ系列を求めるステップは、上記近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから被測定信号の瞬時周期系列を求めるステップと、各瞬時周期と被測定信号の基本周期の差を計算し未補正周期ジッタ系列を求めるステップと、上記未補正周期ジッタ系列に、上記被測定信号の基本周期とゼロクロス・サンプリング間隔の比を乗算することにより、上記未補正周期ジッタ系列値を補正するステップと、を有することが望ましい。

上記周期ジッタ系列を求めるステップは、上記近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから被測定信号の瞬時角周波数系列を求めるステップと、上記瞬時角周波数系列と上記基本周期から周期ジッタ系列を求めるステップと、を有することが望ましい。

上記被測定信号を帯域制限するステップは、上記被測定信号をバッファメモリに蓄積するステップと、バッファメモリより信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出すステップと、その取り出された各部分信号に窓関数を乗算するステップと、その乗算された各部分信号を周波数領域のスペクトル信号に変換するステップと、上記スペクトル信号から被測定信号の基本周波数付近の成

分のみを取り出すステップと、上記基本周波数成分のみのスペクトル信号を時間領域の信号に逆変換するステップと、上記時間領域に逆変換された信号に上記窓関数の逆数を乗じて上記帯域制限された信号を得るステップと、を有することが望ましい。

以下、この発明の原理について説明する。この説明においては、被測定信号にはクロック信号を用いるが、周期性のある信号であればどのような信号にもこの発明は適用できる。

ジッタ測定法

ジッタのないクロック信号は、基本周波数 (fundamental frequency) f_0 をもつ方形波 (square wave) である。この信号は、Fourier 解析によって周波数 f_0 , $3f_0$, $5f_0$, ... からなる高調波 (harmonics) に分解できる。ジッタは被測定信号の基本周波数の揺らぎに対応するため、ジッタ解析においては基本周波数付近の信号成分のみを取りあつかう。

ジッタをもつクロック信号 (被測定信号) の基本サイン波 (fundamental sinusoidal wave) 成分 $x(t)$ は、振幅を A 、基本周期を T_0 とすると、

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) = A \cos((2\pi/T_0)t + \theta - \Delta\phi(t)) \quad (1)$$

で表される。ここで、 $\phi(t)$ は、被測定信号の瞬時位相であり、基本周期 T_0 を含みニア瞬時位相成分 $2\pi t/T_0$ と、初期位相成分 θ と、瞬時位相雑音成分 $\Delta\phi(t)$ との和で表される。

実信号 $x(t)$ の解析信号 (analytic signal) $z(t)$ は、次式の複素信号で定義される。

$$z(t) \equiv x(t) + j \hat{x}(t) \quad (2)$$

ここで、 j は虚数単位であり、複素信号 $z(t)$ の虚数部 (imaginary part) $\hat{x}(t)$ は実数部 (real part) $x(t)$ の Hilbert 変換 (Hilbert transform) である。

一方、時間波形 $x(t)$ の Hilbert 変換は、次式で定義される。

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3)$$

ここで、 $\hat{x}(t)$ は関数 $x(t)$ と $(1/\pi f)$ の畳み込みである。すなわち、Hilbert 変換は、 $x(t)$ を全帯域通過フィルタを通過させたときの出力と等価である。

ただし、このときの出力 $\hat{x}(t)$ は、スペクトル成分の大きさは変わらないが、その位相は $\pi/2$ だけシフトする。解析信号および Hilbert 変換については、例えば、A. Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 2nd edition, McGraw-Hill Book Company, 1984. に記載されている。

従って、被測定信号の基本コサイン波 $x(t)$ の解析信号は、

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + j \hat{x}(t) \\ &= A \cos((2\pi/T_0)t + \theta - \Delta\phi(t)) \\ &\quad + j A \sin((2\pi/T_0)t + \theta - \Delta\phi(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

で与えられる。解析信号 $z(t)$ の瞬時周波数 (instantaneous frequency) は、よく知られているように式 (5) で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_0 + J} = \frac{\omega(t)}{2\pi} &= \frac{1}{2\pi} \frac{x(t)H'[x(t)] - x'(t)H[x(t)]}{x^2(t) + H^2[x(t)]} \\ &\quad \text{[Hz]} \quad (5) \\ &= \frac{1}{T_0} \left(1 - \frac{T_0}{2\pi} \Delta\phi'(t) \right) \end{aligned}$$

すなわち、

$$T_0 + J(t) \approx T_0 \left(1 + \frac{T_0}{2\pi} \Delta\phi'(t) \right) \quad \text{[sec]} \quad (6)$$

より、周期ジッタ J は次式で求められる。

$$J(t) \approx \frac{T_0^2}{2\pi} \Delta\phi'(t) \quad \text{[sec]} \quad (7)$$

一方、 $x(t)$ の瞬時角周波数 (instantaneous angular frequency) $\omega(t)$ は、

$$\omega(t) = ((2\pi/T_0)t + \theta - \Delta\phi(t))' = (2\pi/T_0) - \Delta\phi'(t) \quad \text{[rad/sec]} \quad (8)$$

で与えられる。従って、式 (7) および式 (8) より、周期ジッタ $J(t)$ は瞬時角周波数 $\omega(t)$ を用いて以下のように表される。

$$J(t) = (T_0^2/2\pi) \Delta\phi'(t) = (T_0^2/2\pi) ((2\pi/T_0) - \omega(t)) \quad \text{[sec]} \quad (9)$$

図 8 に示すように、被測定信号 $x(t)$ の立ち上がりゼロクロス点を各ゼロク

ロス点 t_k , t_{k+1} に最も近い標本点 $t[k]$, $t[k+1]$ で近似した時、近似ゼロクロス点 $t[k]$ と真のゼロクロス点 t_k の間の位相誤差を $\delta[k]$ とすると、隣り合う二つの近似ゼロクロス点間 $[t[k], t[k+1]]$ における瞬時角周波数 $\omega[k]$ は、 $[t[k], t[k+1]]$ 間にすすむ位相角と経過時間の比で与えられる。

$$\omega[k] = \{ (2\pi + (\delta[k+1] - \delta[k])) \} / T_{k,k+1} \quad [\text{rad/sec}] \quad (10)$$

ここで、 $T_{k,k+1}$ は隣り合う二つの近似ゼロクロス点 $t[k]$ と $t[k+1]$ の間の時間間隔であり、図8に示すように、近似ゼロクロス点のタイミング系列 $t[k]$ を求め、その差分を取ることで求められる。

$$T_{k,k+1} = t[k+1] - t[k] \quad [\text{sec}] \quad (11)$$

また、位相誤差 $\delta[k]$ は、近似ゼロクロス点 $t[k]$ における位相角 $\phi(t[k])$ とゼロクロス点 t_k における位相角 $\phi(t_k)$ の差で表される。

$$\delta[k] = \phi(t[k]) - \phi(t_k) \quad [\text{rad}] \quad (12)$$

ここで、帯域制限された被測定信号 $x(t)$ は、式(1)に示すように振幅 A の基本コサイン波であり、位相角 $\phi(t)$ と振幅値 $x(t)$ は次のような関係を持つ。

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) = A \sin(\phi(t) + (\pi/2)) \quad [\text{rad}] \quad (13)$$

このため、被測定信号の時刻 t における位相角 $\phi(t)$ は、時刻 t の振幅値 $x(t)$ と振幅 A から、逆正弦 (arcsine) 関数を用いて、

$$\phi(t) = \sin^{-1}(x(t)/A) - (\pi/2) \quad [\text{rad}] \quad (14)$$

で表される。ただし、逆正弦関数は、 $-\pi/2$ から $+\pi/2$ の範囲の位相を用いて表されるため、式(14)はコサイン波の位相角が $-\pi$ から 0 の範囲、すなわち、コサイン波の立ち上がり領域において成り立つ。従って、基本コサイン波 $x(t)$ の立ち上がりゼロクロス点に対して、近似ゼロクロス点 $t[k]$ における振幅値を

$$x_{zx}[k] = x(t[k]) \quad (15)$$

とすると、 $t[k]$ における位相角 $\phi(t[k])$ は、式(14)より、

$$\phi(t[k]) = \sin^{-1}(x_{zx}[k]/A) - (\pi/2) \quad [\text{rad}] \quad (16)$$

で与えられる。一方、真の立ち上がりゼロクロス点 t_k における振幅値は 0 であるから、 t_k における位相角 $\phi(t_k)$ は、

$$\phi(t_k) = \sin^{-1}(0/A) - (\pi/2) = -(\pi/2) \quad [\text{rad}] \quad (17)$$

である。従って、立ち上がりゼロクロス点 t_k とその近似ゼロクロス点 $t[k]$ の位相誤差 $\delta[k]$ は、式(12), (16), (17)より、

$$\delta[k] = \arcsin(x_{zx}[k]/A) \quad [\text{rad}] \quad (18)$$

で求めることができる。また、コサイン波の位相角が0から π の範囲、すなわち、立ち下がり領域については、時刻 t における位相角 $\phi(t)$ は、時刻 t の振幅値 $x(t)$ と振幅 A から、逆正弦関数を用いて、

$$\phi(t) = -(\sin^{-1}(x(t)/A) - (\pi/2)) \quad [\text{rad}] \quad (19)$$

で表される。従って、基本コサイン波 $x(t)$ の立ち下がりゼロクロス点に対して、近似ゼロクロス点と真のゼロクロス点の位相誤差 $\delta[k]$ は、次式で求められる。

$$\delta[k] = -\arcsin(x_{zx}[k]/A) \quad [\text{rad}] \quad (20)$$

また、位相誤差 $\delta[k]$ は、被測定信号 $x(t)$ を解析信号

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (21)$$

に変換し、近似ゼロクロス点 $t[k]$ における解析信号データ

$$z(t[k]) = x(t[k]) + j\hat{x}(t[k]) \equiv x_{zx}[k] + j\hat{x}_{zx}[k] \quad (22)$$

から近似ゼロクロス点における瞬時位相

$$\phi[k] = \tan^{-1}[\hat{x}_{zx}[k]/x_{zx}[k]] \quad [\text{rad}] \quad (23)$$

を求め、ゼロクロス点の瞬時位相との差分を計算することにより求めてもよい。

つまり、立ち上がりゼロクロス点については、近似ゼロクロス点の瞬時位相 $\phi[k]$ と立ち上がりゼロクロス点の瞬時位相 $-\pi/2$ との差

$$\delta[k] = \phi[k] + (\pi/2) \quad [\text{rad}] \quad (24)$$

を求め、立ち下がりゼロクロス点については、近似ゼロクロス点の瞬時位相 $\phi[k]$ と立ち上がりゼロクロス点の瞬時位相 $\pi/2$ との差

$$\delta[k] = \phi[k] - (\pi/2) \quad [\text{rad}] \quad (25)$$

を求める。

以上により、周期ジッタ $J[k]$ は、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を用いて、式(9), (10)から

$$J[k] = \left(T_{k,k+1} - \frac{\delta[k+1] - \delta[k]}{\frac{2\pi}{T_0}} - T_0 \right) \cdot \frac{T_0}{T_{k,k+1}} \quad [\text{sec}] \quad (26)$$

で求めることができる。ここで、右辺の () で囲まれた項は、図 8 に示すように、被測定信号の瞬時周期

$$T[k] = T_{k,k+1} - \frac{\delta[k+1] - \delta[k]}{\frac{2\pi}{T_0}} \quad [\text{sec}] \quad (27)$$

と基本周期 T_0 の差、すなわち、周期ジッタ（未補正周期ジッタ）を表す。また、 $(T_0 / T_{k,k+1})$ の項は近似ゼロクロス点から求めた上記周期ジッタに対する補正項である。この補正により、より高い精度で周期ジッタを求めることができる。

上記補正項は、図 9 に示すように、周期ジッタの RMS 値とピーク・トゥ・ピーク値に対して、ジッタ推定値と理論値との誤差を小にできる。つまり、補正項を用いない場合は、RMS 値及びピーク・トゥ・ピーク値はそれぞれ +0.53% 及び +15.9% の誤差があったが、補正項を用いたこの発明方法は、これらの誤差はそれぞれ -0.004% 及び +0.04% と可成り小さくなった。なお、図 9 は、サイン波ジッタを持つ信号に対する計算機シミュレーションから得た。また、実波形を用いた実験結果を図 10 A に示す。横軸は 1 周期当たりのサンプリング数を示し、縦軸は周期ジッタの RMS 値を示す。サンプリング数に関係なくほぼ一定であり、補正項を用いない方法も、補正項を用いる方法も同様な結果となった。一方図 10 B に示す実験結果から、補正項を用いない方法は過剰標本化比が小になるにつれて周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を過大評価するのに対し、上記補正項をもつこの発明の方法により周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を正確に求めることができるのがわかる。とくに、過剰標本化比が小のとき、その効果は大となる。たとえば、図 10 B の例では、この発明によれば、1 周期あたりのサンプリングが 8 ポイント（過剰標本化比 4）のとき約 8%、3 ポイント（過剰標本化比 1.5）の時は約 18% の誤差を補正できる。

この発明のジッタ測定方法は、はじめに、被測定クロック信号 $x(t)$ の基本

周波数成分を取り出すため、帯域通過フィルタを用いて被測定クロック信号 $x(t)$ を帯域制限する。この帯域制限されたクロック信号 $x_{BP}(t)$ の各ゼロクロス点に最も近いタイミング（近似ゼロクロス点）でクロック信号 $x_{BP}(t)$ をサンプリングし、このゼロクロス・サンプル列 $x_{zx}[n]$ から近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差系列 $\delta[n]$ を求める。次に、この位相誤差系列 $\delta[n]$ から式（26）の（ ）内の式により被測定信号の周期ジッタ系列を推定する。ここで、周期ジッタを求める時の周期は、 m 周期（ $m=0.5, 1, 2, 3, \dots$ ）としてもよい。例えば、 $m=0.5$ 周期として、立ち上がり（または立ち下がり）ゼロクロス点と次の立ち下がり（または立ち上がり）ゼロクロス点との時間間隔の変動を求めてもよいし、 $m=2$ 周期として、立ち上がり（または立ち下がり）ゼロクロス点とこのゼロクロス点から2つ後の立ち上がり（または立ち下がり）ゼロクロス点との時間間隔の変動を求めてもよい。次に、上記周期ジッタ系列データに補正項（ $T_0 / T_{k,k+1}$ ）を乗算し、周期ジッタ系列の値を補正する。 $m=1$ 周期として求めた上記被測定信号 $x(t)$ の周期ジッタ波形 $J[n]$ を図11に示す。またこのようにして求めた周期ジッタ・データの二乗平均と、最大値と最小値の差をそれぞれ式（28）、式（29）により計算することにより、周期ジッタのRMS値 J_{RMS} とピーク・トゥ・ピーク値 J_{PP} を求めることができる。

$$J_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M J^2[k]} \quad [\text{sec}] \quad (28)$$

$$J_{PP} = \max_k(J[k]) - \min_k(J[k]) \quad [\text{sec}] \quad (29)$$

ここで、 M は測定された周期ジッタ・データの標本数である。図12に、この発明のジッタ測定法で測定した周期ジッタのヒストグラム（図12A）を、従来のタイムインターバル・アナライザで測定したヒストグラム（図12B）と比較して示す。両者はよく似た図形となっている。また、図13に、この発明のジッタ測定法で測定した周期ジッタのRMS値とピーク・トゥ・ピーク値を、またタイムインターバル・アナライザで測定したこれらの値とを示す。ここで、観測される周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値 J_{PP} は、イベント数（ゼロクロス数）

の対数の平方根にほぼ比例する。例えば、5000イベント程度においては $J_{pp} = 45 \text{ p s}$ が正しい値である。図13における J_{pp} の誤差は45 p sを真値とした。この発明方法で求めた値は誤差が少ない。図12A、Bおよび図13に示すように、この発明のジッタ測定法は、従来法と互換性のあるジッタ測定値を得ることができる。

さらに、この発明のジッタ測定法は、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタを同時に測定することができる。サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ J_{cc} は連続するサイクル間の周期変動であり、

$$\begin{aligned} J_{cc}[k] &= T[k+1] - T[k] \\ &= (T_0 + J[k+1]) - (T_0 + J[k]) \quad [\text{sec}] \\ &= J[k+1] - J[k] \end{aligned} \quad (30)$$

で表される。従って、上で測定された周期ジッタ・データの差分をとり、その二乗平均と、最大値と最小値の差をそれぞれ式(31)、式(32)により計算することにより、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタのRMS値 $J_{CC,RMS}$ とピーク・トゥ・ピーク値 $J_{CC,PP}$ を求めることができる。

$$J_{CC,RMS} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L J_{CC}^2[k]} \quad [\text{sec}] \quad (31)$$

$$J_{CC,PP} = \max_k(J_{CC}[k]) - \min_k(J_{CC}[k]) \quad [\text{sec}] \quad (32)$$

ここで、Lは測定されたサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ・データの標本数である。この発明のジッタ測定法で求めたサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ $J_{cc}[n]$ の波形とヒストグラムをそれぞれ図14、図15に示す。

この発明のジッタ測定法は、上記のようにクロック信号のジッタを推定するだけでなく、その他の信号のジッタ推定にも適用することができる。

また、この発明のジッタ測定方法は、アナログの被測定信号を離散化（デジタル化）した後で帯域通過フィルタ処理を適用してもよいし、アナログの被測定信号に帯域通過フィルタ処理を適用してから波形を離散化してもよい。帯域通過フィルタ処理は、アナログフィルタによってもよいし、デジタルフィルタ（digital

filter) によってもよいし、フーリエ変換 (Fourier transform) を用いてソフトウェアで行ってもよい。また、アナログ信号の離散化には高速な A/D 変換器、デジタル・サンプリング・オシロスコープを用いるのが望ましい。

また、この発明のジッタ測定方法は、波形クリップ手段を用いて、ジッタに対応する位相変調 (phase modulation, PM) 成分を保持した状態で被測定信号の振幅変調 (amplitude modulation, AM) 成分を取り除き周期ジッタを高精度に推定することもできる。

帯域通過フィルタ

離散化されたデジタル信号の帯域制限は、デジタルフィルタでも実現できるし、フーリエ変換でもおこなうことができる。次に、FFT (Fast Fourier Transform) を用いた帯域通過フィルタについて説明する。FFT は、時間領域の信号波形を高速に周波数領域の信号に変換する方法である。

はじめに、図 16 に示す離散化された被測定信号 $x(t)$ を FFT により周波数領域の信号 $X(f)$ に変換する。図 17 に、変換された信号 $X(f)$ のパワースペクトルを示す。次に、信号 $X(f)$ の基本周波数 (この例では 400 MHz) 付近のデータのみを残して残りのデータをゼロとする。帯域制限された周波数領域の信号 $X_{BP}(f)$ を図 18 に示す。最後に、帯域制限された信号 $X_{BP}(f)$ に逆 FFT (inverse FFT) を施すことにより、帯域制限された時間領域の信号波形 $x_{BP}(t)$ を得ることができる。帯域制限された時間領域の信号波形 $x_{BP}(t)$ を図 19 に示す。

近似ゼロクロス点の検出法

次に、近似ゼロクロス点の検出法について述べる。はじめに、入力された被測定信号の解析信号の実数部 $x(t)$ の最大値を 100% レベル、最小値を 0% レベルとし、ゼロクロスのレベルとして 50% レベルの信号値 $V(50\%)$ を算出する。次に、 $x(t)$ の各隣り合うサンプル値 $x(j-1)$, $x(j)$ と 50% レベル $V(50\%)$ との差 $(x(j-1) - V(50\%))$, $(x(j) - V(50\%))$ をそれぞれ求め、さらにこれらの積 $(x(j-1) - V(50\%)) \times (x(j) - V(50\%))$ を計算する。 $x(t)$ が 50% レベル、つまりゼロクロス・レベルを横切るときは、これらサンプル値の $V(50\%)$ との差 $(x(j-1) - V$

(50%)), $(x(j) - V(50\%))$ の符号が負から正、または正から負となるから、前記積が負となったときは、 $x(t)$ がゼロクロス・レベルを横切ったことになり、その時点におけるサンプル値の $V(50\%)$ との差 $(x(j-1) - V(50\%))$, $(x(j) - V(50\%))$ の絶対値の小さいほうの時刻 $j-1$ または j が近似ゼロクロス点として求められる。図20に、解析信号の実数部 $x(t)$ の波形を示す。図20中の○印は、検出された立ち上がりゼロクロス点に最も近い点（近似ゼロクロス点）を示す。

波形クリップ

波形クリップ手段は、入力信号からAM成分を取り除き、ジッタに対応するPM成分のみを残す。波形クリップは、アナログあるいはデジタルの入力信号に対し、1) 信号の値を定数倍 (multiply by a constant) し、2) あらかじめ決めたしきい (threshold) 値 V_{th1} より大きい信号値はしきい値 V_{th1} と置き換え、3) あらかじめ決めたしきい値 V_{th2} より小さい信号値はしきい値 V_{th2} と置き換えることにより行われる。ここで、しきい値 V_{th1} はしきい値 V_{th2} より大きいと仮定する。AM成分をもっているクロック信号を図21に示す。時間波形の包絡線 (envelope) が変動していることから、AM成分の存在がわかる。図22は、クリップ手段によりクリップされたクロック信号を示す。時間波形は一定の包絡線を示しているから、AM成分が除かれているのを確認できる。

図面の簡単な説明

図1はタイムインターバル・アナライザによるジッタ測定の一例を示す図である。

図2はタイムインターバル・アナライザにより測定された周期ジッタのヒストグラムの例を示す図である。

図3はオシロスコープによるジッタ測定の一例を示す図である。

図4は補間ベース・ジッタ測定法の機能構成例を示すブロック図である。

図5Aは被測定信号の波形例を示す図である。

図5Bは図5Aに示した被測定信号の周期ジッタの波形例を示す図である。

図6は従来の $\Delta\phi$ 法によるジッタ測定の方法構成を示すブロック図である。

図7Aはタイムインターバル・アナライザによるジッタ測定結果のヒストグラ

ム例を示す図である。

図 7 B は補間ベース・ジッタ測定法によるジッタ測定結果のヒストグラム例を示す図である。

図 8 は瞬時角周波数の算出方法を模式的に示す図である。

図 9 はこの発明方法で補正項を用いない場合と用いる場合とにおけるそれぞれの周期ジッタ推定のコンピュータシミュレーションでの結果例を示す図である。

図 10 A は補正項を用いるこの発明方法及び補正項を用いない方法により求めた周期ジッタの二乗平均値とオーバサンプリング数との関係例をそれぞれ示す図である。

図 10 B は補正項を用いるこの発明方法及び補正項を用いない方法により求めたピーク・トゥ・ピーク周期ジッタとオーバサンプリング数との関係例をそれぞれ示す図である。

図 11 は被測定クロック信号の周期ジッタ波形の一例を示す図である。

図 12 A はこの発明のジッタ測定方法により測定された周期ジッタ・ヒストグラムの一例を示す図である。

図 12 B はタイムインターバル・アナライザにより測定された周期ジッタ・ヒストグラムの一例を示す図である。

図 13 はタイムインターバル・アナライザ法とこの発明のジッタ測定方法によりそれぞれ測定された周期ジッタ値を比較する図である。

図 14 は被測定クロック信号のサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ波形の一例を示す図である。

図 15 はこの発明のジッタ測定方法で測定したサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタのヒストグラムの一例を示す図である。

図 16 は離散化された被測定信号の一例を示す図である。

図 17 は F F T により得られた被測定信号のパワースペクトルの一例を示す図である。

図 18 は帯域制限されたパワースペクトルの一例を示す図である。

図 19 は逆 F F T により得られた帯域制限された被測定信号の一例を示す図である。

図 2 0 は被測定信号の近似ゼロクロス点の一例を示す図である。

図 2 1 は A M 成分をもつ被測定クロック信号の一例を示す図である。

図 2 2 は A M 成分をもたない被測定クロック信号の一例を示す図である。

図 2 3 はこの発明のジッタ測定装置の機能構成の一例を示す図である。

図 2 4 はこの発明のジッタ測定方法の一例を示すフローチャートである。

図 2 5 はこの発明のジッタ測定装置の機能構成の別の一例を示す図である。

図 2 6 はこの発明のジッタ測定方法の別の一例を示すフローチャートである。

図 2 7 は図 2 3 中の位相誤差推定器 1 0 4 の機能構成の一例を示す図である。

図 2 8 は図 2 4 中のステップ 2 0 3 における位相誤差推定方法の一例を示すフローチャートである。

図 2 9 は図 2 3 中の位相誤差推定器 1 0 4 の機能構成の別の一例を示す図である。

図 3 0 は図 2 4 中のステップ 2 0 3 の位相誤差推定方法の別の一例を示すフローチャートである。

図 3 1 は図 2 3 中の周期ジッタ推定器 1 0 5 の機能構成の一例を示す図である。

図 3 2 は図 2 4 中のステップ 2 0 4 の周期ジッタ推定方法の一例を示すフローチャートである。

図 3 3 は図 2 3 中の周期ジッタ推定器 1 0 5 の機能構成の別の一例を示す図である。

図 3 4 は図 2 4 中のステップ 2 0 4 の周期ジッタ推定方法の別の一例を示すフローチャートである。

図 3 5 は図 2 3 中の帯域通過フィルタ 1 0 3 の機能構成の一例を示す図である。

図 3 6 は図 2 4 中のステップ 2 0 2 の帯域通過フィルタリング方法の一例を示すフローチャートである。

図 3 7 は図 2 3 中の帯域通過フィルタ 1 0 3 の機能構成の別の一例を示す図である。

図 3 8 は図 2 4 中のステップ 2 0 2 の帯域通過フィルタリング方法の別の一例を示すフローチャートである。

図 3 9 A はこの発明によるジッタ測定装置の被測定信号の入力部分の別の構成

例を示す図である。

図 3 9 Bはその入力部分の更に別の構成例を示す図である。

図 3 9 Cはその入力部分の更に別の構成例を示す図である。

図 4 0 Aは図 3 9 Aに示した入力部分の処理手順を示すフローチャートである。

図 4 0 Bは図 3 9 Bに示した入力部分の処理手順を示すフローチャートである。

図 4 1は図 2 3中の周期ジッタ推定器 1 0 5の機能構成のさらに別の一例を示す図である。

図 4 2は図 2 4中のステップ 2 0 4の周期ジッタ推定方法のさらに別の一例を示すフローチャートである。

実施例の説明

以下、この発明の実施例について説明する。

図 2 3は、この発明の実施例で使用されるジッタ測定装置の構成の一例を示している。このジッタ測定装置 1 0 0は、被測定信号の基本波の周期 T_0 を求める基本周期推定器 1 0 1と、基本周期推定器 1 0 1で推定された基本周期を格納しておくメモリ 1 0 2と、被測定信号の所定の周波数成分（基本周波数付近の成分）を通過させる帯域通過フィルタ 1 0 3と、上記帯域通過フィルタ 1 0 3を通過した信号の各ゼロクロス点に近い標本点（近似ゼロクロス点） $t[k]$ ($k=1, 2, 3 \dots$) を推定し、上記近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差 $\delta[k]$ を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ と上記近似ゼロクロス点間のゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ を出力する位相誤差推定器 1 0 4と、上記ゼロクロス位相誤差推定器 1 0 4で推定されたゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ およびゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ と、上記メモリ 1 0 2に格納された基本周期 T_0 から被測定信号の周期ジッタ系列 $J[k]$ を式 (2 6) により求める周期ジッタ推定器 1 0 5と、上記周期ジッタ系列 $J[k]$ が入力され、周期ジッタ系列 $J[k]$ から上記被測定信号のジッタを求めるジッタ検出器 1 0 6と、によって構成されている。

また、ジッタ検出器 1 0 6は、上記周期ジッタ系列 $J[k]$ の最大値と最小値との差を式 (2 9) により求めるピーク・トゥ・ピーク検出器 1 0 7と、周期ジッタ系列 $J[k]$ の二乗平均値を式 (2 8) により計算しジッタの RMS 値を求

めるRMS検出器108と、周期ジッタ系列 $J[k]$ のヒストグラムを求めるヒストグラム推定器109と、によって構成されている。また、帯域通過フィルタ103は、アナログフィルタでもデジタルフィルタでもよいし、図35または図37に示すようにFFT等をもちいてソフトウェアで構成した帯域通過フィルタでもよい。また、位相誤差推定器104は、図27または図29に示す構成でもよい。また、周期ジッタ推定器105は、図31または図33に示す構成でもよい。基本周期 T_0 は、あらかじめ所定の値をメモリ102に格納しておくこともでき、このとき基本周期推定器101は省略できる。

次に、この発明のジッタ測定装置100を使用して被測定信号のジッタ測定を行う場合の動作を説明する。図24はこの発明のジッタ測定方法の処理手順を示している。はじめに、基本周期推定器101が、ステップ201において、被測定信号の基本周期 T_0 を求めてメモリ102に格納する。次に、帯域通過フィルタ103が、ステップ202において、被測定信号に対し所定の周波数成分、つまり被測定信号の基本周波数成分付近を選択的に通過させ、被測定信号の帯域制限をおこなう。次に、位相誤差推定器104が、ステップ203において、上記帯域通過フィルタ103を通過した信号の各ゼロクロス点に近い標本点（近似ゼロクロス点） $t[k]$ ($k=1, 2, 3, \dots$) を推定し、上記近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差 $\delta[k]$ を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ と上記近似ゼロクロス点間のゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ を求める。次に、周期ジッタ推定器105が、ステップ204において、上記ゼロクロス位相誤差推定器104で推定されたゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ およびゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ と、上記メモリ102に格納された基本周期 T_0 から被測定信号の周期ジッタ系列 $J[k]$ を式(26)を演算して推定する。最後に、ジッタ検出器106が、ステップ205において、上記周期ジッタ系列 $J[k]$ から上記被測定信号の周期ジッタ値を求め、処理を終了する。

あらかじめ基本周期 T_0 がメモリに保存されているとき、被測定信号の基本周期 T_0 を求めるステップ201は省略できる。また、被測定信号を帯域制限するステップ202は、図36または図38に示す手順をもちいてもよい。また、ゼロクロス位相誤差データ系列を推定する上記ステップ203は、図28または図30

に示す手順をもちいることができる。また、被測定信号の周期ジッタを推定するステップ204は、図32または図34に示す手順をもちいることができる。また、被測定信号の周期ジッタを求める上記ステップ205において、ピーク・トゥ・ピーク検出器107は式(29)をもちいて周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を求め、RMS検出器108は式(28)をもちいて周期ジッタのRMS値を求め、ヒストグラム推定器109は瞬時周期波形データからヒストグラムを求める。近似ゼロクロス点を推定するには、先の発明の概要の項中の「近似ゼロクロス点の検出法」の説明から明らかなように、帯域通過フィルタ処理された信号はオーバーサンプリング（基本周波数の3倍以上の周波数のサンプリング）されたデジタル信号である必要があり、帯域通過フィルタ103の出力、つまりステップ202の帯域制限処理を行った信号がアナログ信号の場合は位相誤差推定器104内でこれに入力される信号をデジタル信号に変換して処理する。つまりステップ203では帯域制限された信号をデジタル信号に変換した後に処理を行う。

図25は、この発明の実施例で使用されるジッタ測定装置の構成の別の一例を示している。このジッタ測定装置300は、周期ジッタ推定器105で推定された周期ジッタ系列 $\delta[k]$ を入力とし、その差分波形を式(30)により計算し、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列 $J_{cc}[K]$ を出力するサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定器301と、周期ジッタ推定器106またはサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定器301からの出力系列を選択するスイッチ302と、を具備することを除いて、図23に示すジッタ測定装置と同様である。簡潔化のため、重複する部分の説明は省略する。このとき、ジッタ検出器106は、周期ジッタ系列 $J[k]$ またはサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列 $J_{cc}[k]$ から上記被測定信号のジッタ値（ピーク・トゥ・ピーク値、RMS値、ヒストグラム）を求める。

次に、この発明のジッタ測定装置300を使用して被測定信号のジッタ測定を行う場合の動作を説明する。図26はこの発明のジッタ測定方法の別の処理手順を示している。このジッタ測定方法は、周期ジッタ系列 $J[k]$ から上記被測定信号の周期ジッタを求めた後、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定器30

1が周期ジッタ推定器105で推定された周期ジッタ系列 $J[k]$ から、その差分波形を計算し、被測定信号のサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列 $J_{cc}[k]$ を求めるステップ401と、ジッタ検出器106がスイッチ302をサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定器301側に倒した状態で、上記サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列 $J_{cc}[k]$ から上記被測定信号のサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタを求めるステップ402と、を有することを除いて、図24に示すジッタ測定方法と同様であり、重複する部分の説明は省略する、被測定信号のサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタを求める上記ステップ402において、ピーク・トゥ・ピーク検出器107は式(32)を用いて周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を求め、RMS検出器108は式(31)を用いて周期ジッタのRMS値を求め、ヒストグラム推定器109は瞬時周期系列からヒストグラムを求める。

図25に示すジッタ測定装置は、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタのみを推定する装置としても構成できる。このとき、系列を選択するスイッチ302は省略できる。同様に、図26に示すジッタ測定方法は、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタのみを推定してもよい。このとき、周期ジッタ系列 $\delta[k]$ から周期ジッタ値を推定するステップ205は省略できる。

図27は、ジッタ測定装置100で用いられる位相誤差推定器104の構成の一例を示している。位相誤差推定器104は、上記帯域通過フィルタ103を通過した信号が入力され、上記帯域制限された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データのみをサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列 $x_{zx}[k] = x(t[k])$ と、近似ゼロクロス点 $t[k]$ 、 $t[k+1]$ 間のゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ を出力するゼロクロス・サンプラ501と、上記ゼロクロス・サンプラ501で求められた近似ゼロクロス・データ系列 $x_{zx}[k]$ が入力され、近似ゼロクロス・データ $x_{zx}[k]$ から近似ゼロクロス点 $t[k]$ と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差 $\delta[k]$ を式(18)又は(20)により計算し、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を出力する位相誤差計算機502と、によって構成されている。

次に、この発明の位相誤差推定器104を使用して被測定信号のゼロクロス点

と近似ゼロクロス点の位相誤差を推定する場合の処理手順を図 28 に示している。はじめに、ゼロクロス・サンプラ 501 が、ステップ 601 において、上記帯域通過フィルタ 103 を通過した信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データのみをサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列 $x_{zx}[k] = x(t[k])$ を求める。次に、ゼロクロス・サンプラ 501 はステップ 602 においてゼロクロス・サンプリングされた近似ゼロクロス・データの近似ゼロクロス・タイミング系列 $t[k]$ を求め、その差分系列を計算することによりゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1} = t[k+1] - t[k]$ を求める。最後に、位相誤差計算機 502 が、ステップ 603 において、上記ゼロクロス・サンプラ 501 で求められた近似ゼロクロス・データ系列 $x_{zx}[k]$ から各近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を出力し、処理を終了する。ゼロクロス時間間隔系列を求める上記ステップ 602 において、ゼロクロス・サンプラ 501 は、式 (11) を用いて近似ゼロクロス点間のゼロクロス時間間隔 $T_{k,k+1}$ を求める。また、ゼロクロス位相誤差データ系列を求める上記ステップ 603 において、位相誤差計算機 502 は、式 (18) または式 (20) を用いて近似ゼロクロス点とゼロクロス点との位相誤差を求める。式 (18) 又は式 (20) を用いて位相誤差を求めるには、被測定信号 $x(t)$ が正弦波でない場合は帯域通過フィルタ 103 により正弦波信号にしておく必要がある。なお、式 (18)、式 (20) における振幅 A は帯域通過フィルタ 103 の出力の各サンプルの二乗平均値又は最大値と最小値の差の $1/2$ により求める。

図 29 は、ジッタ測定装置 100 で用いられる位相誤差推定器 104 の構成の別の一例を示している。この位相誤差推定器 104 は、上記帯域通過フィルタ 103 を通過した信号が入力され、上記帯域制限された信号を複素数の解析信号に変換する解析信号変換器 701 を具備することを除いて、図 27 に示す位相誤差推定器 104 と同様である。その重複する部分の説明は省略する。このとき、ゼロクロス・サンプラ 501 は、上記解析信号が入力され、上記解析信号の実数部におけるゼロクロス・タイミングに近い解析信号波形データをサンプリングし、近似ゼロクロス複素データ系列 $z(t[k]) = x_{zx}[k] + j \hat{x}_{zx}[k]$ (式 (22)) を推定する。また、位相誤差計算器 502 は、上記近似ゼロクロス複素デー

タ系列からゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を式(23)、式(24)、式(25)を計算して求める。

次に、図29に示した位相誤差推定器104を使用して被測定信号のゼロクロス点と近似ゼロクロス点との位相誤差を推定する場合の処理手順を図30を参照して説明する。はじめに、解析信号変換器701が、ステップ801において、上記帯域通過フィルタ103から得られた上記帯域制限された信号を複素数の解析信号 $z(t)$ に変換する。次に、ゼロクロス・サンプラ501が、ステップ802において、解析信号変換器701で変換された解析信号 $z(t)$ の実数部 $x(t)$ におけるゼロクロス・タイミングに近い解析信号波形データをサンプリングし、近似ゼロクロス複素データ系列 $z(t[k])$ を推定する。次に、ゼロクロス・サンプラ501は、ステップ803において、サンプリングされたゼロクロス複素データのタイミング系列 $t[k]$ を求め、その差分系列を計算することによりゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}=t[k+1]-t[k]$ を求める。最後に、位相誤差計算器502が、ステップ804において、上記ゼロクロス・サンプラ501から得られた近似ゼロクロス複素データ系列 $z(t[k])$ から各近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を求め、処理を終了する。

上記帯域制限された信号を複素数の解析信号 $z(t)$ に変換するステップ801において、解析信号変換器701は、Hibert変換または高速フーリエ変換を用いて入力信号を解析信号に変換する。また、ゼロクロス時間間隔系列を求める上記ステップ803において、ゼロクロス・サンプラ501は、式(11)を用いて近似ゼロクロス点間のゼロクロス時間間隔 $T_{k,k+1}$ を求める。また、ゼロクロス位相誤差データ系列を求める上記ステップ804において、位相誤差計算器502は、式(23)を用いて近似ゼロクロス点の瞬時位相 $\phi[k]$ を求め、式(24)または式(25)を用いて近似ゼロクロス点とゼロクロス点との位相誤差 $\delta[k]$ を求める。

図31は、ジッタ測定装置100で用いられる周期ジッタ推定器105の構成の一例を示している。この周期ジッタ推定器105は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ と、上記ゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ と被試験信号の基本

周期 T_0 から被測定信号の瞬時周期系列 $T[k]$ を求める瞬時周期推定器 901 と、瞬時周期推定器 901 で推定された各瞬時周期値 $T[k]$ と上記基本周期 T_0 の差を求め周期ジッタ系列（未補正周期ジッタ系列）を出力する基本周期減算器 902 と、上記周期ジッタ系列（未補正周期ジッタ系列）に、上記基本周期 T_0 と上記ゼロクロス時間間隔 $T_{k,k+1}$ の比 $(T_0/T_{k,k+1})$ を乗算することにより、差分による周期ジッタ系列値を補正する周期ジッタ系列補正器 903 と、によって構成されている。

次に、この周期ジッタ推定器 105 を使用して被測定信号の周期ジッタ推定を行う場合の動作、つまり周期ジッタ推定方法の処理手順を図 32 を参照して説明する。はじめに、瞬時周期推定器 901 が、ステップ 1001 において、上記ゼロクロス位相誤差推定器 104 で推定されたゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ と、上記ゼロクロス・サンプリング 501 から得られたゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ と、上記メモリ 102 に格納された被試験信号の基本周期 T_0 から被測定信号の瞬時周期系列 $T[k]$ を求める。次に、基本周期減算器 902 が、ステップ 1002 において、瞬時周期推定器 901 で推定された各瞬時周期値 $T[k]$ と、上記基本周期 T_0 の差を計算し周期ジッタ系列を求める。最後に、周期ジッタ系列補正器 903 が、ステップ 1003 において、上記基本周期減算器 902 で求められた周期ジッタ系列に、上記基本周期と上記ゼロクロス時間間隔の比 $(T_0/T_{k,k+1})$ を乗算することにより、差分により求めた周期ジッタ系列値を補正し、処理を終了する。被測定信号の瞬時周期系列 $T[k]$ を求める上記ステップ 1001 において、瞬時周期推定器 901 は式 (27) を用いて瞬時周期 $T[k]$ を求める。

図 33 は、ジッタ測定装置 100 で用いられる周期ジッタ推定器 105 の構成の別の一例を示している。この周期ジッタ推定器 105 は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ が入力され、上記近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔 $T_{k,k+1}$ と上記ゼロクロス位相誤差データ $\delta[k]$ から被測定信号の瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ を式 (10) の計算により求める瞬時角周波数推定器 1101 と、上記瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ と上記基本周期 T_0 から周期ジッタ系列 $J[k]$ を式 (9) の計算により求める周期ジッタ計算器 1102 と、によって

構成されている。

次に、図 3 3 に示した周期ジッタ推定器 1 0 5 を使用して被測定信号の周期ジッタ推定を行う場合の動作を説明する。図 3 4 はこの周期ジッタ推定方法の処理手順を示している。はじめに、瞬時角周波数推定器 1 1 0 1 が、ステップ 1 2 0 1 において上記ゼロクロス位相誤差推定器 1 0 4 で推定されたゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ と、上記ゼロクロス・サンブラ 5 0 1 から得られたゼロクロス時間間隔系列 $T_{k,k+1}$ から被測定信号の瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ を求める。次に、周期ジッタ計算器 1 1 0 2 が、ステップ 1 2 0 2 において、上記瞬時角周波数推定器 1 1 0 1 から得られた瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ と上記メモリ 1 0 2 に格納された基本周期 T_0 から上記被測定信号の周期ジッタ系列 $J[k]$ を求め、処理を終了する。被測定信号の瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ を求める上記ステップ 1 2 0 1 において、瞬時角周波数推定器 1 1 0 1 は式 (10) を用いて瞬時角周波数を求める。また、瞬時角周波数系列 $\omega[k]$ から被測定信号の周期ジッタ $J[k]$ を求める上記ステップ 1 2 0 2 において、周期ジッタ計算器 1 1 0 2 は式 (9) を用いて周期ジッタ系列 $J[k]$ を求める。

図 3 5 は、ジッタ測定装置 1 0 0 で用いられる帯域通過フィルタ 1 0 3 の構成の一例を示している。この帯域通過フィルタ 1 0 3 は、被測定信号を周波数領域の信号に変換する周波数領域変換器 1 3 0 1 と、上記周波数領域変換器 1 3 0 1 の出力から上記被測定信号の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制御器 1 3 0 2 と、上記帯域制御器 1 3 0 2 の出力を時間領域の信号に逆変換する時間領域変換器 1 3 0 3 と、によって構成されている。周波数領域変換器 1 3 0 1 および時間領域変換器 1 3 0 3 は、それぞれ F F T および逆 F F T を用いて実装してもよい。

次に、図 3 5 に示した帯域通過フィルタ 1 0 3 を使用して被測定信号の帯域制限を行う場合の動作を説明する。図 3 6 にその帯域制限方法の処理手順を示している。はじめに、周波数領域変換器 1 3 0 1 が、ステップ 1 4 0 1 において、被測定信号に F F T を施し、時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する。次に、帯域制限器 1 3 0 2 が、ステップ 1 4 0 2 において、変換された周波数領域の信号に対し、上記被測定信号の基本周波数付近の成分のみを残し、その他の周波数

成分をゼロに置き換え、周波数領域の信号を帯域制限する。最後に、時間領域変換器 1 3 0 3 が、ステップ 1 4 0 3 において、帯域制限された周波数領域の信号に逆 F F T を施し、周波数領域の信号を時間領域の信号に変換し、処理を終了する。

図 3 7 は、ジッタ測定装置 1 0 0 で用いられる帯域通過フィルタ 1 0 3 の構成の別の一例を示している。この帯域通過フィルタ 1 0 3 は、被測定信号を蓄積するバッファメモリ 1 5 0 1 と、バッファメモリ 1 5 0 1 より信号を、前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出すデータ選択器 1 5 0 2 と、その取り出された各部分信号に窓関数を乗算する窓関数乗算器 1 5 0 3 と、その窓関数と乗算された各部分信号を周波数領域の信号に変換する周波数領域変換器 1 5 0 4 と、その周波数領域に変換された信号から信号の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限器 1 5 0 5 と、上記帯域制限器 1 5 0 5 の出力を時間領域の信号に逆変換する時間領域変換器 1 5 0 6 と、その時間領域に変換された信号に上記窓関数の逆数を乗じて帯域制限された信号を得る振幅補正器 1 5 0 7 と、によって構成されている。周波数領域変換器 1 5 0 4 および時間領域変換器 1 5 0 6 は、それぞれ F F T および逆 F F T を用いて実装してもよい。

次に、図 3 6 に示した帯域通過フィルタ 1 0 3 を使用して被測定信号の帯域制限を行う場合の動作を説明する。図 3 8 はその帯域制限方法の処理手順を示している。はじめに、ステップ 1 6 0 1 において、被測定信号をバッファメモリ 1 5 0 1 に蓄積する。次に、データ選択器 1 5 0 2 が、ステップ 1 6 0 2 において、バッファメモリ 1 5 0 1 から蓄積された信号の一部を取り出す。次に、窓関数乗算器 1 5 0 3 が、ステップ 1 6 0 3 において、取り出された部分信号に窓関数を乗算する。次に、周波数領域変換器 1 5 0 4 が、ステップ 1 6 0 4 において、窓関数を乗算された部分信号に F F T を施し、時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する。次に帯域制限器 1 5 0 5 が、ステップ 1 6 0 5 において、変換された周波数領域の信号に対し、上記信号の基本周波数付近の成分のみを残し、その他の周波数成分をゼロに置き換え、周波数領域の信号を帯域制限する。次に、時間領域変換器 1 5 0 6 が、ステップ 1 6 0 6 において、帯域制限された周波数領域の信号に逆 F F T を施し、周波数領域の信号を時間領域の信号に変換する。次

に、振幅補正器 1507 は、ステップ 1607 において、逆変換された時間領域の信号にステップ 1603 で乗算した窓関数の逆数を乗算し、帯域制限された信号を求める。最後に、ステップ 1608 において、バッファメモリに処理されていないデータが存在するか否かを確認し、処理されていないデータが存在するならば、データ選択器 1502 が、ステップ 1609 において、バッファメモリ 1501 より信号を前回取り出した分と一部重複させながら順次取り出した後、ステップ 1603, 1604, 1605, 1606, 1607, 1608 を繰り返し、処理されていないデータが存在しないならば、処理を終了する。

図 37 に示した帯域通過フィルタ 103 及び図 38 に示した帯域通過フィルタ処理は図 35 に示した帯域領域フィルタ 103 及び図 36 に示した帯域通過フィルタ処理を実時間処理するようにしたものであって、周波数領域変換器、帯域制限器、時間領域変換器を備え、周波数領域変換ステップ、帯域制限ステップ、時間領域変換ステップを有することは共通である。

図 23 及び図 25 に示したジッタ測定装置において、図 39A に示すように A/D 変換器 1701 により、アナログの被測定信号を離散化（デジタル化）しデジタル信号に変換して周期推定器 101 及び帯域通過フィルタ 103 へ供給してもよい。A/D 変換器 1701 には、高速な A/D 変換器、デジタイザ (digitizer)、デジタル・サンプリング・オシロスコープを用いるのが望ましい。

これと対応するジッタ測定方法は図 24 及び図 26 におけるステップ 201 の基本周期 T_0 の推定に先立ち、図 40A に示すようにステップ 1801 でアナログの被測定信号をサンプリング（離散化）しデジタル信号に変換すればよい。

図 23 及び図 25 に示したジッタ測定装置において、図 39B に示すように波形クリッパ 1901 により、アナログの被測定信号をその位相変調成分を保持した状態で振幅変調して周期推定器 101 及び帯域通過フィルタ 103 へ供給してもよい。

これと対応するジッタ測定方法は図 24 及び図 26 におけるステップ 201 の基本周期 T_0 の推定に先立ち、図 40B に示すようにステップ 2001 でアナログの入力信号の振幅変調成分を、位相変調成分を保持した状態で除去すればよい。

図 39C に示すように波形クリッパ 1901 の後段又は前段に A/D 変換器 17

01を設けて、アナログの被測定信号を、その振幅変調成分を除去すると共にデジタル信号に変換して周期推定器101及び帯域通過フィルタ103へ供給するようにしてもよい。図に示さないがこの発明のジッタ測定方法においても同様に被測定信号を、その振幅変調成分を除去し、かつデジタル信号に変換した後、基本周期 T_0 の推定を行うようにしてもよい。その場合、振幅変調成分の除去と、デジタル信号の変換とは何れを先に行ってもよい。

図41は、この発明の実施例で使用される周期ジッタ推定器105の構成のさらに別の一例を示している。この周期ジッタ推定器105は、周期ジッタ系列補正器903より出力される推定された周期ジッタ系列における高周波成分を除去する低域通過フィルタ2101を具備することを除いて、図31に示した周期ジッタ推定器105と同様であり、重複する部分の説明は省略する。

図41に示した周期ジッタ系列推定器105と対応する周期ジッタ推定方法の処理手順を図42に示す。この周期ジッタ推定方法は、処理の最後に低域通過フィルタ2101が周期ジッタ系列の高周波成分を取り除くステップ2201を有することを除いて、図32に示した周期ジッタ推定方法と同様である。

図41及び図42に示したように低域通過フィルタ2101による高周波成分の除去は被測定信号の基本周波数 $1/T_0$ のような高い雑音成分に近いものを除去することにより誤差を小さくするためであり、その遮断周波数としては例えば基本周波数の2分の1より $1/(2T_0)$ 程度とする。

上記低域通過フィルタ2101は、図33に破線で示すように周期ジッタ推定器105に組み込むこともできる。このとき、図34に示した周期ジッタ推定方法の処理手順は、処理の最後に低域通過フィルタによる周期ジッタ系列の高周波成分を取り除くステップを有することになる。

上述において、被測定信号が正弦波に近いものであれば、帯域通過フィルタ103、帯域通過フィルタ処理202を省略してもよい。

図23及び図25においてジッタ検出器106は、ピーク・トゥ・ピーク検出器107、RMS検出器108及びヒストグラム推定器109の少なくとも一つを備えているものでもよい。同様に図24及び図26において周期ジッタ値推定処理及びサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ値推定処理はそれぞれピーク・トゥ・

ピーク検出処理、二乗平均処理及びヒストグラム推定処理の少なくとも1つの処理を行うものでもよい。

図23及び図24に示したこの発明のジッタ測定装置は、コンピュータによりプログラムを実行させて機能させてもよい。

この発明のジッタ測定装置およびジッタ測定方法によれば、被測定信号を低い過剰標本化比で離散化したときの周期ジッタ値の推定精度を向上できるため、従来の $\Delta\phi$ 法によるジッタ測定の精度を大幅に改善することができる。

FIG. 23

クレーム

1. 被測定信号のジッタを測定する装置であって、

上記被測定信号の各ゼロクロス点に近い標本点を近似ゼロクロス点 (approximated zero-crossing point) として求め、上記近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列を出力する位相誤差推定器 (phase error estimator) と、

上記位相誤差データ系列から上記被測定信号の周期ジッタ系列を求める周期ジッタ推定器 (period jitter estimator) とを具備する。

2. クレーム1の装置において、

上記位相誤差推定器の前段に設けられ、上記被測定信号が入力され、その被測定信号の所定の周波数成分を通過させて上記位相誤差推定器へ供給する帯域通過フィルタ手段を備える。

3. クレーム2の装置において、

上記周期ジッタ系列を入力とし、その差分系列を計算し、サイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ系列を出力するサイクル・トゥ・サイクル周期ジッタ推定器 (cycle-to-cycle period jitter estimator) を具備する。

4. クレーム2又は3の装置において、

上記ジッタ系列を入力とし、そのジッタ系列から上記被測定信号のジッタ値を求めるジッタ検出器 (jitter detector) を具備する。

5. クレーム2又は3の装置において、

上記位相誤差推定器は、上記帯域通過フィルタ手段を通過した被測定信号が入力され、その入力された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データのみをサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列を出力するゼロクロス・サンプラ (zero-crossing sampler) と、

上記近似ゼロクロス・データ系列が入力され、その近似ゼロクロス・データから上記近似ゼロクロス点と上記被測定信号のゼロクロス点との上記位相誤差を計算し、上記ゼロクロス位相誤差データ系列を出力する位相誤差計算器 (phase error calculator) とを備える。

6. クレーム5の装置において、

上記位相誤差推定器は、上記帯域通過フィルタ手段を通過した被測定信号が入力され、その入力された被測定信号を複素数の解析信号に変換して上記ゼロクロス・サンプリングへ供給する解析信号変換器 (analytic signal transformer) をさらに備える。

7. クレーム2または3の装置において、

上記周期ジッタ推定器は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列が入力され、上記近似ゼロクロス点の間隔と、上記ゼロクロス位相誤差データとから上記被測定信号の瞬時周期系列を求める瞬時周期推定器 (instantaneous period estimator) と、上記各瞬時周期と上記被測定信号の基本周期の差を求めて未補正周期ジッタ系列を出力する基本周期減算器 (fundamental period subtracter) と、上記未補正周期ジッタ系列に上記被測定信号の基本周期とゼロクロス点の間隔の比を乗算して、補正を行って上記周期ジッタ系列を得る周期ジッタ系列補正器 (period jitter sequence corrector) とを備える。

8. クレーム2または3の装置において、

上記周期ジッタ推定器は、上記ゼロクロス位相誤差データ系列が入力され、上記近似ゼロクロス点の間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから上記被測定信号の瞬時角周波数系列を求める瞬時角周波数推定器 (instantaneous angular frequency estimator) と、上記瞬時角周波数系列と上記基本周期から上記周期ジッタ系列を求める周期ジッタ計算器とを具備する。

9. クレーム2または3の装置において、

上記帯域通過フィルタは、上記被測定信号を周波数領域の信号に変換する周波数領域変換器 (time domain to frequency domain transformer) と、上記周波数領域変換器の出力から上記被測定信号の基本周波数付近の成分のみを取り出す帯域制限器 (bandwidth limiter) と、上記帯域制限器の出力を時間領域の信号に変換する時間領域変換器 (frequency domain to time domain transformer) とを備える。

10. クレーム2又は3の装置において、

上記被測定信号を入力とし、その被測定信号の位相変調成分を保持した状態で

その被測定信号の振幅変調成分を除去する波形クリッパを具備する。

1 1. クレーム 4 の装置において、

上記ジッタ検出器は、供給されたジッタ系列の最大値と最小値との差を求めるピーク・トゥ・ピーク検出器である。

1 2. クレーム 4 の装置において、

上記ジッタ検出器は、供給されたジッタ系列の二乗平均値（R M S 値）を求める R M S 検出器である。

1 3. クレーム 4 の装置において、

上記ジッタ検出器は、供給されたジッタ系列のヒストグラムを求めるヒストグラム推定器である。

1 4. クレーム 2 又は 3 の装置において、

上記被測定信号が入力され、その被測定信号の基本周期を求める基本周期推定器を具備する。

1 5. クレーム 7 の装置において、

上記周期ジッタ推定器は、上記周期ジッタ系列が入力され、上記周期ジッタ系列における高周波成分を除去する低域通過フィルタをさらに具備する。

1 6. クレーム 8 の装置において、

上記周期ジッタ推定器は上記周期ジッタ系列が入力され、その周期ジッタ系列における高周波成分を除去する低域通過フィルタをさらに具備する。

1 7. 被測定信号のジッタを測定する方法であって、

上記被測定信号の所定の周波数成分を通過させ被測定信号の帯域制限を行うステップと、

上記帯域制限された信号の各ゼロクロス点に近い標本点を近似ゼロクロス点として求め、その近似ゼロクロス点と上記被測定信号のゼロクロス点との位相誤差を求め、ゼロクロス位相誤差データ系列を推定するステップと、

上記位相誤差データ系列から上記被測定信号の周期ジッタ系列を求めるステップとを有する。

1 8. クレーム 1 7 の方法において、

上記周期ジッタ系列の差分系列を計算し、上記被測定信号のサイクル・トゥ・

サイクル周期ジッタ系列を求めるステップを有する。

19. クレーム17又は18の方法において、

上記ジッタ系列から上記被測定信号のジッタ値を求めるステップを有する。

20. クレーム17または18の方法において、

上記位相誤差データ系列を推定するステップは、上記帯域制限された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データをサンプリングし、近似ゼロクロス・データ系列を推定するステップと、上記近似ゼロクロス・データ系列から各近似ゼロクロス点と上記被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、上記ゼロクロス位相誤差データ系列を求めるステップとを有する。

21. クレーム17または18の方法において、

上記位相誤差データ系列を推定するステップは、上記帯域制限された信号を複素数の解析信号に変換するステップと、変換された解析信号のゼロクロス・タイミングに近い解析信号波形データをサンプリングし、近似ゼロクロス複素データ系列を推定するステップと、上記近似ゼロクロス複素データ系列から各近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点の位相誤差を計算し、上記ゼロクロス位相誤差データ系列を求めるステップとを有する。

22. クレーム17または18の方法において、

上記周期ジッタ系列を求めるステップは、上記近似ゼロクロス点の間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから上記被測定信号の瞬時周期系列を求めるステップと、その各瞬時周期と上記被測定信号の基本周期の差を計算し未補正周期ジッタ系列を求めるステップと、上記未補正周期ジッタ系列に、上記被測定信号の基本周期と上記近似ゼロクロス点の間隔の比を乗算して未補正周期ジッタ系列値を補正するステップとを有する。

23. クレーム17または18の方法において、

上記周期ジッタ系列を求めるステップは、上記近似ゼロクロス点の間隔と上記ゼロクロス位相誤差データから上記被測定信号の瞬時角周波数系列を求めるステップと、上記瞬時角周波数系列と上記被測定信号の基本周期から上記周期ジッタ系列を求めるステップとを有する。

24. クレーム17または18の方法において、

上記被測定信号を帯域制限するステップは、上記被測定信号を周波数領域のスペクトル信号に変換するステップと、上記スペクトル信号における基本周波数付近の成分のみを取り出すステップと、上記基本周波数成分のみのスペクトル信号を時間領域の信号に逆変換するステップとを有する。

25. クレーム17または18の方法において、

上記被測定信号を帯域制限するステップは、上記被測定信号をバッファメモリに蓄積するステップと、上記バッファメモリより信号を前回取り出した分と一部重複させながら部分信号として順次取り出すステップと、

その取り出された各部分信号に窓関数を乗算するステップと、

その乗算された各部分信号を周波数領域のスペクトル信号に変換するステップと、

上記スペクトル信号から上記被測定信号の基本周波数付近の成分のみを取り出すステップと、

上記基本周波数成分のみのスペクトル信号を時間領域の信号に逆変換するステップと、

上記時間領域に逆変換された信号に上記窓関数の逆数に乗じて上記帯域制限された信号を得るステップとを有する。

26. クレーム17または18の方法において、

上記被測定信号の波形クリッピングを行い、被測定信号の位相変調成分を保持した状態で被測定信号の振幅変調成分を除去するステップを有する。

27. クレーム17または18の方法において、

被測定信号の基本周期を求めるステップを有する。

28. クレーム19の方法において、

上記ジッタ値を求めるステップは、上記ジッタ系列の最大値と最小値との差を求め、ピーク・トゥ・ピーク値を計算するステップである。

29. クレーム19の方法において、

上記ジッタ値を求めるステップは、上記ジッタ系列の二乗平均値を求め、RMS値を計算するステップである。

30. クレーム19の方法において、

上記ジッタ値を求めるステップは、上記ジッタ系列のヒストグラム・データを求めるステップである。

31. クレーム22の方法において、

上記周期ジッタを推定するステップは、上記周期ジッタ系列における高周波成分を除去するステップをさらに有する。

アブストラクト

被測定信号を帯域制限してその基本周波数付近の成分を取出し、その帯域制限された信号のゼロクロス・タイミングに近い波形データ（近似ゼロクロスデータ）をサンプリングし、その近似ゼロクロスデータから、その近似ゼロクロス点と被測定信号のゼロクロス点との位相誤差を計算してゼロクロス位相誤差データ系列 $\delta[k]$ を求め、そのゼロクロス位相誤差データと、近似ゼロクロス・データ系列のサンプリング間隔 $T_{k,k+1}$ から被測定信号の瞬時周期系列 $T(k)$ を求め、 $T(k)$ と被測定信号の基本周期 T_0 との差から周期ジッタ系列を求め、これに対し、 $T_0/T_{k,k+1}$ を乗算して補正する。